

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Danzig
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Spannungsteiler-Selbstbau

Aus dem Inhalt: Seite

In den folgenden Heften:

Schwundregelung; Bemessung der Übertrager; Zur Empfangsgleichrichtung mit Zweipolröhre Erdungsfragen u. a. m.

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

DIE KATHODENSTRAHLENRÖHRE IN DER TECHNIK

Von Ingenieur HEINZ RICHTER

X, 331 u. 16 Seiten mit 486 Abbildungen. Geheftet RM 20.-, in Leinen gebunden RM 24.-

Dieses Werk ist für Techniker und Ingenieure ein wertvolles Hilfsmittel, denn es zeigt an Hand vieler Beispiele aus der Praxis, wie mit Hilfe der Kathodenstrahlenröhre sich neue Prüfungs- und Untersuchungsverfahren durchführen lassen, die schneller, zuverlässiger und billiger zum Ziele führen als die bisher üblichen.

Im Bereich der elektrotechnischen und Radio-Industrie ist das ganz aufs Praktische ausgerichtete Werk von besonderer Bedeutung.

Zu beziehen durch Ihre Buchhandlung

Franckh'sche Verlagshandlung 

Abteilung Technik / Stuttgart



Ein Spannungsteiler mit Wirkwiderständen zum Selbstbau

Von Dr. O. M a c e k, München

In Heft 6, S. 81 der „Auslese der Funktechnik" wurden in dem Aufsatz „Hochfrequenzspannungsteiler mit Wirkwiderständen" Fragen der Hochfrequenzspannungsteilung behandelt. Anschließend daran wurde die Kennlinie eines im Schrifttum angegebenen Spannungsteilers veröffentlicht, der sich als unbrauchbar erwies. Hier soll ein Spannungsteiler beschrieben werden, der in seiner Güte nahe an die besten von der Industrie hergestellten Eichteiler heranreicht und somit seinen Zweck wirklich erfüllt.

Die Kettenleiterschaltung

Spannungsteiler mit gleichbleibendem Ausgangswiderstand werden immer bevorzugt, da man durch sie regelbare Spannungsquellen mit gleichbleibendem Innenwiderstand erzielen kann. Auch der hier zu beschreibende Spannungsteiler hat einen gleichbleibenden Außenwiderstand. Er besteht in einer fünfstufigen Kettenleiterschaltung aus Wirkwiderständen und gestattet, dekadisch unterteilte Spannungen von 1 V bis 10^{-5} V = 10 μV abzunehmen. Dieser Spannungsbereich genügt für die Untersuchung von Empfängern, Wellenmessern, Verstärkern, Röhrenvoltmetern usw. vollauf.

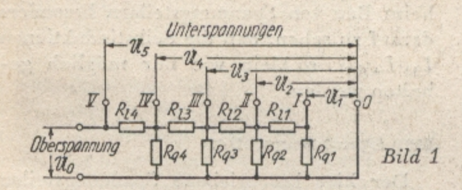


Bild 1

Die Widerstandswerte lassen sich mit den Formeln auf S. 83 des vorhergehenden Heftes 6 der „Auslese der Funktechnik" (Februarheft 1941) berechnen. Hier seien noch einmal Formeln und Schaltbild wiederholt (Bild 1):

$$R_{q1} = \frac{R_{l1}}{q}, \quad R_{q2} = \frac{10}{81} \cdot R_{l1},$$
$$R_{q2} = R_{q3} = R_{q4},$$
$$R_{l1} = R_{l2} = R_{l3} = R_{l4} = R_{l5}.$$

Wählt man $R_{l1} = R_{l2} = \ldots. = 100\ \Omega$, so wird $R_{q1} = 11{,}11\ \Omega$ und $R_{q2} = R_{q3} \ldots = 12{,}35\ \Omega$.

Fehlerquellen und deren Beseitigung

Wie in dem genannten Aufsatz ausgeführt, sind die wichtigsten, beim Bau eines Spannungsteilers aus Wirkwiderständen zu beachtenden Fehlerquellen:

1. die Selbstinduktion der Widerstände,
2. die kapazitive Kopplung zwischen Leitungen, die verschiedenen Spannungsteilerstufen angehören,
3. die Selbstinduktion der allen Spannungsteilerstufen gemeinsamen Leitung vom Punkt 5 zum Punkt 0 (Bild 1).

Der Einfluß der Selbstinduktion wird durch die Wahl von Schichtwiderständen (möglichst ohne Wendelung) auf den derzeit erreichbaren Mindestwert herabgedrückt. Die kapazitive Kopplung zwischen den verschiedenen Stufen kann durch geeignete Abschirmmaßnahmen vermieden werden. Um die Bedeutung der Abschirmung zu zeigen, wurden die für den Spannungsteiler bestimmten Widerstände versuchsweise unabgeschirmt an einem Stufenschalter angelötet. Der so entstandene Spannungsteiler wurde nach der üblichen Methode durchgemessen: Ein Meßsender lieferte eine genau gemessene und gleichbleibende Oberspannung im Frequenzbereich von 100 kHz bis 10 MHz. Die Unterspannung (Ausgangsspannung) wurde, soweit dies möglich war, mit einem empfindlichen Dreipolröhrenvoltmeter gemessen. Wo dessen Empfindlichkeit nicht ausreichte, wurde ein abstimmbares Röhrenvoltmeter benutzt. Die Eingangswiderstände der Röhrenvoltmeter spielen im Vergleich zum niederohmigen Ausgang des Spannungsteilers keine Rolle. Bild 2

zeigt die Kennlinien des offenen Spannungsteilers. Die niederen Teilerstufen teilen ganz gut. Bei den höheren Stufen mit dem Teilungsverhältnis $^1/_{1000}$ und $^1/_{10000}$ macht sich jedoch sehr stark die kapazitive Kopplung und zum Teil auch die Selbstinduktion der gemeinsamen Leitung bemerkbar.

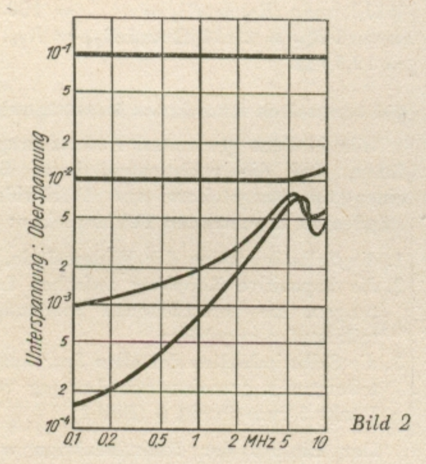


Bild 2

Die dritte Fehlermöglichkeit, die Selbstinduktion der allen Stufen gemeinsamen Leitung, sei hier wegen ihrer Wichtigkeit für die konstruktive Ausführung des Spannungsteilers noch etwas genauer besprochen. In Bild 1 ist die Leitung vom unteren Ende von $\mathfrak{U}_o$ (Punkt 5) bis zum Punkt 0 allen Spannungsteilerstufen gemeinsam. Das Stück bis zum unteren Ende von R_{q4} (Punkt 4) hat die Selbstinduktion L_5. Der darin fließende Strom

$$\mathfrak{J}_5 = \frac{\mathfrak{U}_5}{R_{l4} + R_{q4}}$$

ruft in dem Blindwiderstand $L_5 \cdot \omega$ einen Spannungsabfall

$$\mathfrak{U}_5 = \mathfrak{J}_5 \cdot L_5 \cdot \omega = \frac{\mathfrak{U}_5}{R_{l4} + R_{q4}} \cdot L_5 \cdot \omega$$

hervor. Somit herrscht zwischen den Punkten 5 und 4 die Spannung $\mathfrak{U}_5$. Ebenso findet man, daß zwischen den Punkten 4 und 3 die Spannung

$$\mathfrak{U}_4 = \frac{\mathfrak{U}_4}{R_{l3} + R_{q3}} \cdot L_4 \cdot \omega$$

herrscht, zwischen 3 und 2 die Spannung

$$\mathfrak{U}_3 = \frac{\mathfrak{U}_3}{R_{l2} + R_{q2}} \cdot L_3 \cdot \omega$$

usw. Die Gesamtspannung zwischen 5 und 0 ist dann

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{U}_5 + \mathfrak{U}_4 + \mathfrak{U}_3 + \ldots,$$

und diese Summe kommt zu der Spannung $\mathfrak{U}_1$ hinzu, die auf den Punkt 5 bezogen ist. Die Störspannung $\mathfrak{U}$ kann sehr leicht die Größenordnung von $\mathfrak{U}_1$ erreichen, wenn man bedenkt, daß z. B. $\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{U}_5 \cdot 10^{-4}$ sein soll. Um einen Überblick über die Größenordnungen zu geben, die hier bereits eine Rolle spielen, rechnen wir aus, wie groß $L_5, L_4 \ldots$ sein müssen, damit bei 10 MHz ($\omega = 62{,}8 \cdot 10^6$) die Störspannung $\mathfrak{U}$ – wofür wir, wenn die Induktivitäten L_5, L_4, L_3 usw. als ungefähr gleich angenommen werden, wegen

$$\mathfrak{U}_5 = 10\ \mathfrak{U}_4 = 10\ \mathfrak{U}_3 = \ldots$$

und der Gleichheit der beteiligten Widerstände auch rund $1{,}1 \cdot \mathfrak{U}_5$ schreiben können – 10% der Unterspannung $\mathfrak{U}_1$ erreicht. Aus

$$1{,}11 \cdot \mathfrak{U}_5 = \frac{\mathfrak{U}_5}{R_{l4} + R_{q4}} \cdot L_5 \cdot \omega$$

ergibt sich, da

$$1{,}11 \cdot \mathfrak{U}_5 = 0{,}1 \cdot \mathfrak{U}_1 = 10^{-5} \cdot \mathfrak{U}_5,$$
$$L_5 = 1{,}6 \cdot 10^{-11}\,\mathrm{H}.$$

Man sieht, daß selbst die Induktivität eines kurzen Drahtstückes Fehler von vielen Prozenten verursachen kann. Deshalb ist beim Bau von Spannungsteilern besonders darauf zu sehen, daß die Selbstinduktionen $L_5, L_4 \ldots$ so klein wie nur möglich gehalten werden.

Der Spannungsteiler

Der hier beschriebene Spannungsteiler hat die in Bild 3 dargestellten Frequenzkennlinien. Sie wurden in der vorher geschilderten Art aufgenommen. Es wurden 3 sich in den Frequenzbereichen überlappende Meßsender verwendet, so daß der Frequenzbereich von 10 kHz bis 20 MHz ausgedehnt werden konnte. Der Fehler

bleibt, wie man aus Bild 3 ersieht, sogar in der 5. Dekade bei einer Frequenz von 10 MHz unter 1 : 2, das ist ein Wert, der den strengsten Anforderungen einer Rundfunkwerkstätte genügt. Dies gilt um so mehr, als es fast keine Meßgeräte gibt,

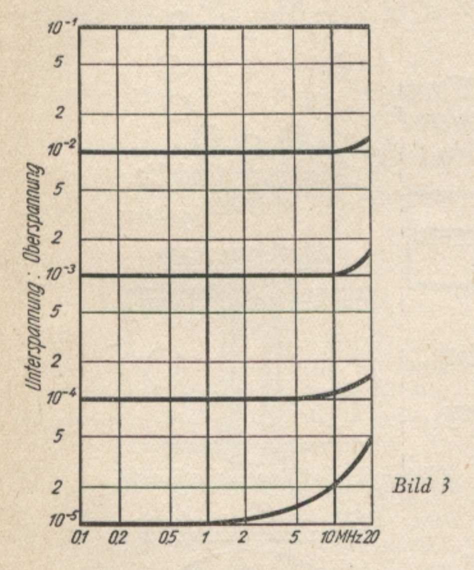


Bild 3

die so kleine Spannungen mit großer Genauigkeit zu messen gestatten. Bis zur 4. Dekade ist der Fehler praktisch vernachlässigbar. Die noch verbleibenden Fehler ließen sich nur noch durch einen sehr umständlichen Aufbau des Spannungsteilers zurücksetzen; mit den von der Rundfunktechnik zur Verfügung gestellten normalen Mitteln läßt sich kaum ein besseres Ergebnis erzielen.

Die Schaltung des Spannungsteilers ist durch Bild 4 veranschaulicht. Alle Teile können aus Messing (wegen der guten Lötbarkeit zu bevorzugen) oder aus Aluminium oder zur Not auch aus Eisenblech verfertigt werden. Jeder der Querwiderstände R_{q4}, R_{q3} ... ist in einem eigenen Fach abgeschirmt von den anderen Querwiderständen angebracht und unmittelbar an den zugehörigen Kontakt angelötet. Die Längswiderstände sind durch Öffnungen in den Seitenwänden dieser Fächer durchgeführt.

Sehr sorgfältig ist die Abschirmung auch an den Abnahmekontakten durchgeführt. Die Abnahme-Schleiffeder greift nur durch ein Loch in einer Metallscheibe durch, die sich mit dem Schalter mitdreht. Dadurch ist die kapazitive Kopplung mit anderen Kontakten als dem gerade abgegriffenen Kontakt stark zurückgesetzt. Wir verwenden einen zwölfstufigen Scheibenschalter der Nürnberger Schraubenfabrik (NSF), bei dem jeder zweite Kontakt geerdet ist. Bei dem zwölfstufigen Schalter wird also bei jeder geraden Rastung (2., 4., 6. . . .) der Ausgang kurzgeschlossen, während bei jeder ungeraden Rastung (1., 3., 5. . . .) der Reihe nach die in Bild 1 mit I, II, III, IV, V, VI bezeichneten Kontakte abgegriffen und mit der Ausgangsklemme verbunden werden.

Die Verbindung zwischen der drehbaren Abnahmefeder und dem feststehenden Ausgangskontakt geschieht in einfacher Weise mit einem kurzen verdrillbaren Band aus Bronze. Diese Verbindung ist induktionsarm und weist keinen Schleifkontakt auf. Die weiteren Einzelheiten gehen aus der Konstruktionszeichnung hervor.

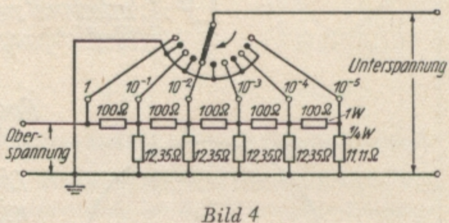
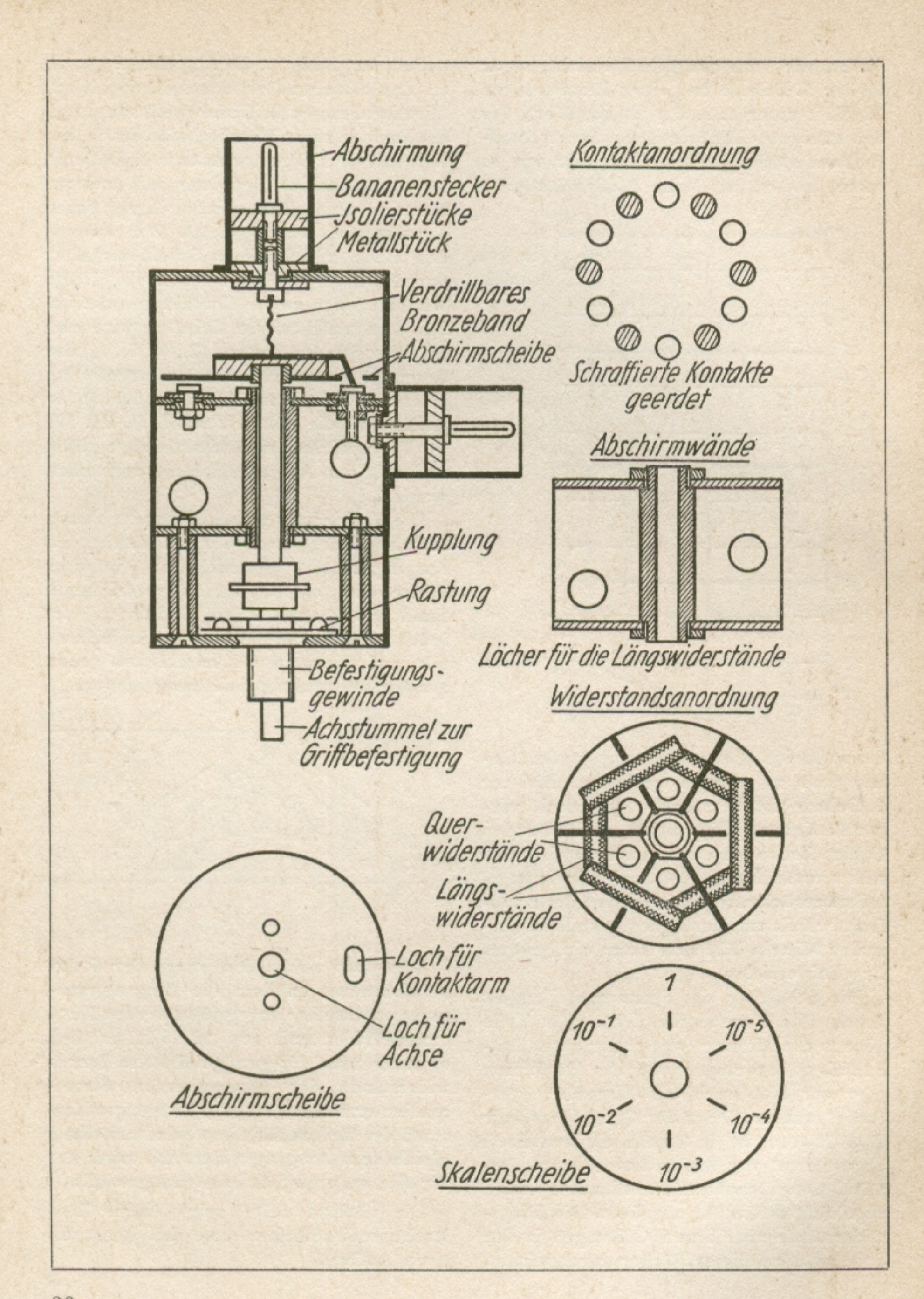


Bild 4

Legt man neben den ersten der 6 Arbeitskontakte, an dem die Eingangsspannung unmittelbar abgegriffen werden kann, einen Widerstand von 12,35 Ω parallel, so kann man für genügend hohe Innenwiderstände der vorangehenden Stromquellen erreichen, daß der Ausgangswiderstand des Teilers für diese Schalterstellung gleich dem Ausgangswiderstand wird, der für alle anderen Schalterstellungen gilt.

Die nächste Seite zeigt einige Konstruktionseinzelheiten und den konstruktiven Aufbau.


Abschirmung
Bananenstecker
Jsolierstücke
Metallstück
Verdrillbares
Bronzeband
Abschirmscheibe
Kupplung
Rastung
Befestigungs-
gewinde
Achsstummel zur
Griffbefestigung
Kontaktanordnung
Schraffierte Kontakte
geerdet
Abschirmwände
Löcher für die Längswiderstände
Widerstandsanordnung
Quer-
widerstände
Längs-
widerstände
Loch für
Kontaktarm
Loch für
Achse
Abschirmscheibe
1
10^{-1}
10^{-5}
10^{-2}
10^{-4}
10^{-3}
Skalenscheibe

Regelbarer Stromteiler mit gleichbleibendem Eingangswiderstand

Von Dr. E. Kaden, Berlin

Regelbare Spannungsteiler nach Bild 1 sind allgemein bekannt. Sie weisen auch bei Belastung (z. B. bei angeschlossenem Spannungszeiger) einen nahezu gleichbleibenden Eingangswiderstand auf, wenn der Belastungswiderstand groß gegen den Spannungsteilerwiderstand ist. Dabei besteht außerdem zwischen dem abgegriffenen Teilwiderstand und der an der Belastung herrschenden Spannung Verhältnisgleichheit.

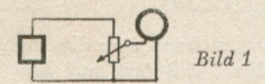


Bild 1

Hier wird als Gegenstück zu dem Spannungsteiler ein regelbarer Stromteiler beschrieben. Bei dem hier beschriebenen Stromteiler ist Verhältnisgleichheit zwischen dem die Belastung durchfließenden Teilstrom und dem abgegriffenen Teilwiderstand bei ebenfalls gleichbleibendem Eingangswiderstand vorhanden. Dieser Stromteiler ist so ausgebildet, daß er es gestattet, den Höchstwert der gemessenen Größe auf eine glatte Zahl von Skalenteilen einzustellen.

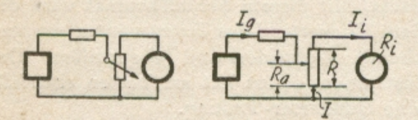


Bild 2

Der Eingangswiderstand des Stromteilers selbst

Mit den Bezeichnungen von Bild 2 läßt sich die Gleichheit der Spannungen an den beiden nebeneinander liegenden Stromzweigen so ausdrücken:

$$I_i \cdot (R - R_a + R_i) = (I_g - I_i) \cdot R_a$$

oder mit $R + R_i = R_g$

$$I_i \cdot (R_g - R_a) = (I_g - I_i) \cdot R_a \text{ oder}$$

$$\frac{I_i}{I_g - I_i} = \frac{R_a}{R_g - R_a} \quad \text{oder}$$

$$\frac{I_i}{I_g} = \frac{R_a}{R_g} \text{ oder } I_i = I_g \cdot \frac{R_a}{R_g}. \qquad (1)$$

Für die weiteren Betrachtungen gilt einstweilen die Annahme, der Instrumentenwiderstand sei gegen den Stromteilerwiderstand vernachlässigbar klein.

Der Eingangswiderstand R_s des Stromteilers ist dabei gleich dem Widerstand der Nebeneinanderschaltung von R_a und $(R - R_a)$:

$$R_s = \frac{R_a\,(R - R_a)}{R_a + (R - R_a)} = \frac{R_a\,(R - R_a)}{R}$$

oder mit $R_a = aR$

$$R_s = aR\,(1 - a). \qquad (2)$$

Das gibt in dem möglichen Bereich $a = 0 \ldots 1$ für die Endwerte von R_s den Betrag 0 und für den Höchstwert von R_s (bei $a = 0,5$) 0,25 R (Bild 3).

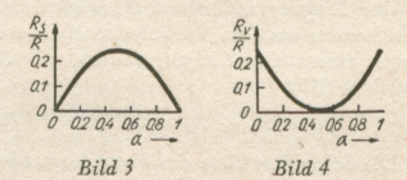


Bild 3 Bild 4

Gleichbleibender Eingangswiderstand

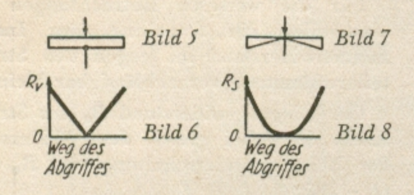
Wir verwirklichen ihn durch einen Vorwiderstand, der den Stromteiler-Eingangswiderstand zu einem gleichbleibenden Wert ergänzt. Der Höchstwert des Stromteiler-Eingangswiderstandes beträgt 0,25 R. Demnach können wir mit Rücksicht auf Gl. (2) einen Vorwiderstand verwenden, der folgende Gleichung erfüllt:

$$R_v = 0,25\,R - aR\,(1 - a). \qquad (3)$$

Bild 6 veranschaulicht den Zusammenhang zwischen R_v und a.

Der Vorwiderstand soll für $a = 0$ sowie für $a = 1$ den Wert von 0,25 Ω und für $a = 0,5$ den Wert 0 aufweisen. Würden wir einen auf einen Streifen mit gleichbleiben-

der Breite gleichmäßig gewickelten Widerstand nach Bild 5 benutzen, so ergäbe sich ein mit dem von der Mitte aus gerechneten Schleifkontaktweg verhältnisgleich ansteigender Widerstandswert (Bild 6). Um von



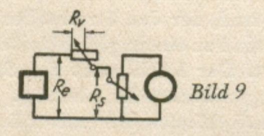
der Mittelstellung aus quadratisch ansteigende Widerstandswerte zu erhalten, muß man z. B. zwei auf keilförmige Streifen gleichmäßig gewickelte Widerstände verwenden (Bild 7 und Bild 8), wobei der je Längeneinheit abgegriffene Widerstandsteil verhältnisgleich mit der Entfernung von der Widerstandsmitte wächst.

Die Gesamtschaltung

Der Eingangswiderstand R_e wird durch die Summe aus dem Vorwiderstand R_v und dem Stromteiler-Eingangswiderstand R_s gebildet (Bild 9):

$$R_e = R_v + R_s = 0{,}25\ R. \qquad (4)$$

Die Schleifkontakte des Vorwiderstandes R_v und des Stromteilerwiderstandes R sitzen auf einer gemeinsamen Achse und sind somit starr gekuppelt.



Wickelt man den Stromteilerwiderstand R mit einem Widerstandsdraht von bestimmtem Durchmesser auf einen Isoliersteg von der Höhe h und erhält damit einen Widerstand R, so ist die Endhöhe der keilförmigen Isolierstreifen für den Vorwiderstand R_v ebenfalls gleich h zu machen und dieser Isolierstreifen mit demselben Draht wie der Streifen des Widerstandes R zu bewickeln. Die Abwicklung und Zusammenschaltung der beiden Widerstände zeigt Bild 10.

Berücksichtigung des Belastungswiderstandes

Die vorstehenden Betrachtungen gelten für den Fall, daß der Widerstand des Strommessers Null ist. Sollen Instrumente mit nicht vernachlässigbar kleinen Widerständen an das Regelglied angeschaltet

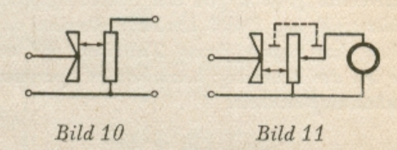


Bild 10 Bild 11

werden, so kann man dies dadurch berücksichtigen, daß man auf dem Stromteilerwiderstand einen Schleifkontakt anbringt, mit dem man dort den Betrag abgreift, der dem Instrumentenwiderstand entspricht, und gleichzeitig die Bewegung des Regelschleifkontaktes begrenzt (Bild 11).

Der Zeiger des Regelschleifkontaktes streicht über eine Hunderter-Teilung. Seine jeweilige Stellung gibt an, wieviel Hundertstel des Gesamtstromes I_g durch das Instrument fließen. Der Zeiger des Abgleichschleifkontaktes streicht zweckmäßig über eine in Widerstandswerten geeichte Skala. Mit diesem Schleifkontakt wird der dem Widerstand des Instrumentes entsprechende Teilwiderstand abgegriffen. Das Instrument selbst hat am besten ebenfalls eine Hunderter-Teilung.

Die Messung mit einem derartigen Regelglied

Man stellt zuerst den Höchstwert des Stromes bzw. der Spannung der nachzumessenden Schaltung ein. Dann verdreht man den Regelschleifkontakt so weit, bis das Instrument einen Ausschlag von z. B. 100 Skalenteilen hat. Damit erhält man sämtliche Werte in Prozenten vom Höchstwert. Die Zeigerstellung des Regelschleifkontaktes gibt dabei an, welcher Hundertsatz des gesamten Stromes durch das Instrument fließt.

Frequenzmessung

Von Dr. O. Macek, München

Eine der kennzeichnenden Größen einer Wechselgröße (z. B. eines Wechselstromes oder einer Wechselspannung) ist die Frequenz. Sie wird in Perioden je Sekunde (Hz) angegeben. Dabei setzt man einen rein sinusförmigen Kurvenverlauf voraus oder bezieht bei mehrwelligen Wechselgrößen (Wechselgrößen mit Oberwellen) die Frequenzangabe auf die Grundwelle.

Man hat bezüglich der Frequenzmessung zu unterscheiden:

1. *Frequenzmesser für sehr niedere Frequenzen (Impulszähler),*
2. *Frequenzmesser für technische Frequenzen (z. B. $16^2/_3$ Hz, 25 Hz, 50 Hz und „technische Hochfrequenzen“ von 100 Hz, 200 Hz usw.),*
3. *Frequenzmesser für Tonfrequenz und Hochfrequenz.*

Frequenzmesser für sehr niedere Frequenzen (Impulszähler)

Diese Frequenzmesser, die einen Meßbereich von etwa 0,01 Hz bis etwa 50 Hz haben, sind im wesentlichen Zählwerke, also Elektromagnete, die eine Zahlenscheibe weiterschalten. Sie gestatten, die Zahl der Impulse je Sekunde (oder Minute) mit Hilfe einer Uhr zu bestimmen. Ein Elektromagnet zieht beim Erreichen einer gewissen Spannung an und läßt beim Unterschreiten einer ungefähr gleich großen Spannung los. Es werden daher bei sinusförmigem Spannungsverlauf die Perioden gezählt.

Frequenzmesser für technische Frequenzen

1. Resonanzfrequenzmesser mit Anzeige durch schwingende Zungen oder Stimmgabeln. Meßgrundsatz: Mechanische Resonanz. Die Erregung der Zungen oder Stimmgabeln geschieht mit Elektromagneten, die von einem Strom der zu messenden Frequenz gespeist werden. Von Nachteil ist, daß für jede Frequenz eine eigene Zunge oder Stimmgabel benötigt wird und Zwischenwerte geschätzt werden müssen.

2. Zeigerfrequenzmesser.

a) Ferraris-Quotientenmesser (Bild 1). Meßgrundsatz: Zwei Induktionsmeßwerke mit verschieden frequenzabhängigen Vorwiderständen wirken gegeneinander. Bild 1 veranschaulicht als Beispiel den AEG-Frequenzmesser (nach Boekels), der geringe Abweichungen von einer bestimmten Sollfrequenz anzeigen soll. Die zwei Elektromagnete A und B, bei denen je ein Feldteil durch eine Kurzschlußwindung phasenverschoben ist, wirken mit entgegengesetzt gerichteten Drehmomenten auf eine exzentrisch gelagerte Aluminiumscheibe, mit der der Zeiger verbunden ist. Vor der einen Magnetwicklung liegt ein Wirkwiderstand, vor der anderen ein Reihenresonanzzweig, der gegen die Sollfrequenz etwas verstimmt ist, so daß der zugehörige Arbeitspunkt auf einer Flanke der Resonanzkennlinie liegt. Der Wirkwiderstand ist so gewählt, daß der Zeiger bei der Sollfrequenz in der Mitte der Skala steht. Weicht die Frequenz von ihrem Sollwert ab, so ergibt sich für das mit dem Resonanzzweig in Reihe liegende Triebsystem eine Drehmomentänderung. Wird infolge der Frequenzänderung das Drehmoment dieses Systems z. B. größer, so dreht sich die Aluminiumscheibe derart, daß infolge der Lageänderung der exzentrischen Scheibe dieses Drehmoment ab- und das andere Drehmoment zunimmt. Hierdurch entsteht für die – der Frequenz-

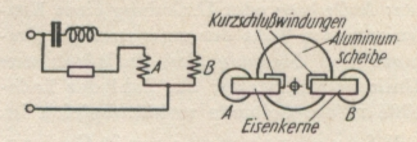


Bild 1

abweichung gemäß aus der Mittellage verdrehte – Scheibe ein neuer Gleichgewichtszustand.

b) Frequenzmesser nach dem Phasensprungverfahren. Meßgrundsatz: Von einem elektrodynamischen Meßwerk ist eine Spule über einen Kondensator, die andere über einen Resonanzkreis angeschlossen. Im Resonanzfall ist ein mittlerer Ausschlag vorhanden, bei kleinen Abweichungen von der Resonanzfrequenz ändert sich der Ausschlag.

c) Auszählung von Ladestößen (AEG-Zeigerfrequenzmesser). Meßgrundsatz: Aufladung oder Umladung eines Kondensators im Takt der zu messenden Frequenz und Messung des Aufladestromes (Umladestromes), der der Zahl der Ladestöße in der Sekunde verhältnisgleich ist.

d) Synchronmotor mit Gebergenerator. Meßgrundsatz: Ein mit der zu messenden Frequenz betriebener Synchronmotor treibt seinerseits einen Gleichstromgenerator an, dessen von der Ankerumlaufgeschwindigkeit und damit von der Frequenz abhängige Klemmenspannung gemessen wird.

Frequenzmesser
für Tonfrequenz und Hochfrequenz

a) Elektrische Resonanz, Resonanzfrequenzmesser. Meßgrundsatz: Die in einem angekoppelten elektrischen abstimmbaren und geeichten Resonanzkreis entstehende Resonanzspannung wird angezeigt. Die Ankopplung geschieht meist induktiv, selten kapazitiv.

b) Mechanisch-elektrische Resonanz. Quarzresonatoren. Meßgrundsatz: Quarzplatten gegebener Eigenfrequenz werden durch die zugeordnete Schwingung zu mechanischen Resonanzschwingungen großen Ausschlages angeregt. Sie bringen dadurch z. B. sie umgebendes Edelgas zum Leuchten oder bewirken an einem Röhrenvoltmeter einen Ausschlag.

c) Auszählung von Ladestößen, siehe oben c.

d) Frequenzmeßbrücken:

1. Resonanzbrücke (Bild 2). Meßgrundsatz: Bei Resonanz des im Zweig I liegenden Kreises ist die Brücke im Gleich-

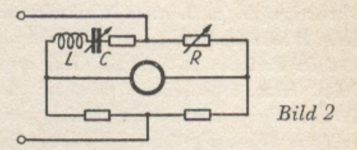


Bild 2

gewicht. Die Resonanz und damit das Brückengleichgewicht wird mit dem Kondensator C eingestellt. Zum Ausgleich der Verluste des Resonanzkreises dient der Widerstand R, der ebenfalls eingestellt werden muß.

2. Frequenzmeßbrücke nach Wien-Robinson (Bild 3). Meßgrundsatz: Die Brücke ist im Gleichgewicht, wenn die frequenzabhängigen Gesamtwiderstände der beiden oberen

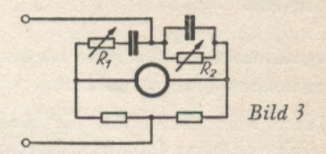


Bild 3

Brückenzweige gleiche Werte haben. Durch Verstellen der Widerstände R_1, R_2 läßt sich die Brücke ins Gleichgewicht bringen. Mit der Einstellung der Widerstände läßt sich eine Frequenzeichung verbinden.

e) Frequenzmessung durch Erzeugen der gleichen Frequenz mit einem frequenz-

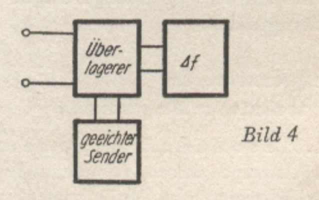


Bild 4

geeichten Sender (Überlagerungsverfahren) (Bild 4). Meßgrundsatz: Eine Spannung mit der zu messenden Frequenz

wird mit der Spannung eines in seiner Frequenz geeichten Senders in einer Mischstufe überlagert. Die Senderfrequenz stellt man so ein, daß der Überlagerungston (die Differenzfrequenz) zu Null wird. Die dann am Sender abgelesene Frequenz ist gleich der zu messenden Frequenz.

f) Messung der Differenzfrequenz zwischen der unbekannten Frequenz und einer bekannten Frequenz. Meßgrundsatz: Spannungen mit den zwei Frequenzen werden gemischt. Die Differenzfrequenz wird mit einer der bereits behandelten Methoden gemessen. Bei kleiner Differenzfrequenz kann man die Schwebungen auszählen.

g) Bestimmung der Frequenz durch Messung frequenzabhängiger Größen. Mittelbare Frequenzmessung. (Z. B. Erwärmung eines Dielektrikums, Blindströme, Größe der Nachstimmspannung bei selbsttätiger Scharfabstimmung usw.).

Der Diskriminator

Zu Punkt g noch folgendes: Das heute meist gebrauchte Verfahren, kleine Frequenzabweichungen bei Hochfrequenz zu messen, ist das der Anwendung eines Diskriminators:

Zur selbsttätigen Scharfabstimmung z.B. mit einem spannungsgesteuerten Blindwiderstand (Nachstimmröhre) benötigt man eine Gleichspannung, die sowohl mit der Größe wie auch mit der Richtung der Frequenzabweichung eindeutig zusammenhängt. Diese Gleichspannung gewinnt man im Diskriminator, der aus dem Frequenzunterschied zweier Hochfrequenzspannungen eine Regelspannung herstellt.

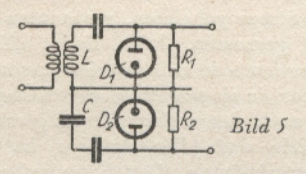
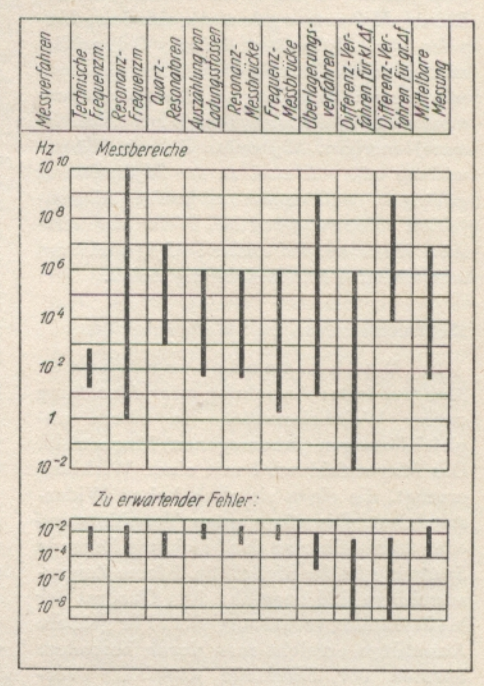


Bild 5

Die Schaltung der einfachsten Diskriminatorart zeigt Bild 5. Die an der Induktivität L und der Kapazität C auftretenden Wechselspannungen ergeben mit Hilfe der Zweipolröhren D_1 und D_2 an den Widerständen R_1 und R_2 Gleichspannungen, die sich voneinander abziehen. Die Gleichspannungen sind gleich groß für $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, also für Reihenresonanz. Ist die zu messende Frequenz kleiner als die Eigenfrequenz des Diskriminators, so überwiegt die Spannung an C und es entsteht eine Gleichspannung bestimmter Richtung. Ist die zu messende Frequenz größer als die Eigenfrequenz des Diskriminators, so überwiegt die Spannung an L und es entsteht eine Gleichspannung entgegengesetzter Richtung. Der Diskriminator wird nur für verhältnismäßig kleine Frequenzabweichungen verwendet.



Messung der Wechselspannungen

Von Dr. O. Macek, München

Bei zeitlich sinusförmig verlaufenden Spannungen zeigen die Spannungsmeßgeräte richtig, wenn man den Unterschied zwischen Spitzenspannungsmessungen und Messungen des wirksamen Wertes (Effektivwertmessungen) berücksichtigt. Bei nicht sinusförmig verlaufenden Spannungen verhalten sich die nach verschiedenen Meßgrundsätzen arbeitenden Instrumente jedoch verschieden. So lassen z. B. Spitzenspannungsmesser oft auf gänzlich falsche wirksame Werte schließen und können Meßwerte ergeben, die sich beim Umpolen des Meßgerätes ändern. Bei zeitlich nicht sinusförmigem Verlauf sollten die Spannungsmesser, abgesehen von den Spitzenspannungsmessern, die wirksamen Werte (Effektivwerte) anzeigen. Meßgeräte, die mit Wärmewirkung oder mit zwei zu der Meßspannung gehörigen, aufeinander wirkenden Magnetfeldern arbeiten, geben von Natur aus wirksame Werte an. Bei anderen Meßgrundsätzen wird künstlich eine Annäherung erzielt.

Meßinstrumente und Meßgrundsätze

1. Dreheiseninstrumente: Meßgrundsatz: Anziehung oder Abstoßung zweier Weicheisenstücke in einem ungleichförmigen (inhomogenen) Magnetfeld. Das Magnetfeld wird mit einer Wicklung erzeugt, die einen ziemlich hohen Widerstand hat. Die über einen Vorwiderstand oder unmittelbar an der Wicklung liegende Spannung ist die Meßgröße. Kleine Zeigerausschläge sind ungefähr dem Quadrat der Meßspannung verhältnisgleich. Für größere Ausschläge erreicht man durch besondere Formen der Eisenteile ungefähre Verhältnisgleichheit mit der Meßspannung selbst. Der Kurvenformeneinfluß ist nur gering.

2. Drehspuleninstrumente mit Gleichrichter: Als Gleichrichter werden sowohl Kupferoxydul- wie auch Selen-Meßgleichrichter in Graetz-Schaltung verwendet (Bild 1). Die Empfindlichkeit des Drehspulmeßwerkes und die Kapazität des Gleichrichters konnten auf so günstigste Werte gebracht werden, daß derartige Meßgeräte bis zu den höchsten Tonfrequenzen brauchbar wurden. Die Anzeige ist kurvenformabhängig, was bei kleinem Klirrfaktor der zu messenden Spannung eine nur geringe Rolle spielt.

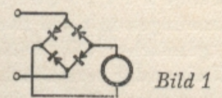


Bild 1

3. Drehspulinstrumente mit Thermoumformer: Meßgrundsatz: Die Thermospannung eines Thermoelementes wird mit einem empfindlichen Drehspulinstrument gemessen. Das Thermoelement, das einen hohen Innenwiderstand aufweist, wird durch die zu der angelegten Spannung gehörige elektrische Leistung geheizt. Die Thermospannung ist dieser in Wärme umgewandelten Leistung und damit dem Quadrat der angelegten Spannung ungefähr verhältnisgleich. Die besten Thermoumformer sind mittelbar geheizt und im Vakuum untergebracht. Ein Kurvenformfehler tritt nicht auf. Ein Nachteil der Thermoelemente ist die große Empfindlichkeit gegen Überlastung.

4. Hitzdrahtinstrumente: Meßgrundsatz: Die Wärmeausdehnung eines vom Strom geheizten, gespannten Drahtes wird gemessen. Man findet Hitzdrahtinstrumente in Laboratorien nur mehr selten vor, da sie vor allem gegen Überlastung und auch gegen Erschütterung sehr empfindlich sind. Die Anzeige ist kurvenformunabhängig. Der Eigenverbrauch ist verhältnismäßig groß. Die obere Frequenzgrenze wird durch die Hautwirkung und die Raumkapazitäten gezogen.

5. Elektrodynamische Instrumente: Meßgrundsatz: Eine bewegliche Spule ist im Feld einer vom selben Strom durchflossenen festen Spule angeordnet. Beide Spulen haben hohe Widerstände.

Der Ausschlag ist ungefähr dem Quadrat der an die beiden hintereinander geschalteten Spulen gelegten Spannung verhältnisgleich. Für größere Ausschläge kann man durch passenden Aufbau ungefähre Verhältnisgleichheit mit dem Spannungswert selbst erzielen. Äußere Felder müssen abgeschirmt werden. Diese Instrumente sind nur für niedere Frequenzen gebräuchlich und zwar für genaue Messungen. Der Kurvenformeinfluß ist sehr gering.

6. Elektrostatische Instrumente: Meßgrundsatz: Abstoßung zweier Teile (Platten, Drähte, Flügel...), die die zu messende Spannung gegen das Gehäuse aufweisen. Eine Hilfsspannung wird nicht angelegt. Kein Kurvenformeneinfluß. Ein Vorteil ist der kleine Eigenverbrauch. Die Frequenzgrenze wird nach oben durch den kapazitiven Blindstrom über die Elektrometerkapazität gezogen. Die Kapazität ändert sich mit dem Ausschlag. Daher treten Schwierigkeiten bei Messungen an abgestimmten Hochfrequenzkreisen auf.

7. Elektrostatische Instrumente mit Gleichrichter: (Bild 2). Meßgrundsatz: Die Kapazität C

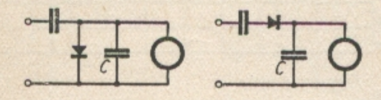


Bild 2

wird auf die zu messende Spitzenspannung aufgeladen. Die Gleichspannung ist so gepolt, daß für sie der Gleichrichter sperrt. Sehr geringer Eigenverbrauch, da lediglich die Ableitverluste zwischen den Aufladestößen zu decken sind. Die Ableitung ist durch die Isolationsverluste und den Sperrwiderstand des Gleichrichters gegeben. Da die Spitzenspannung gemessen wird, ist bei diesen Instrumenten der Kurvenformeinfluß ausschlaggebend. Sie werden fast nur zu reinen Spitzenspannungsmessungen verwendet.

8. (Aperiodische) Röhrenvoltmeter: Für höhere Frequenzen die gebräuchlichsten Instrumente, seit die Industrie in der Lage ist, unmittelbar geeichte und netzspannungsschwankungsunabhängige Röhrenvoltmeter herzustellen. Der Eigenverbrauch ist sehr gering, sofern die kapazitiven Blindströme über die Eingangskapazität des Röhrenvoltmeters noch keine nicht mehr zu vernachlässigende Rolle spielen. Der Kurvenformfehler ist je nach der Schaltung verschieden. Man unterscheidet nach der verwendeten Röhre: Zweipol-Röhrenvoltmeter (Diodenröhrenvoltmeter) und Dreipol- oder Fünfpol-Röhrenvoltmeter, sowie nach der Lage des Arbeitspunktes (oder nach der Vorspannung): Röhrenvoltmeter in A-, B- und C-Betrieb. Beim A-Betrieb kommen auch die negativen Halbwellen zur Geltung, beim B-Betrieb nur die positiven Halbwellen und beim C-Betrieb lediglich die Spitzen der positiven Halbwellen. Bei Dreipol- oder Fünfpol-Röhrenvoltmetern wird Gittergleichrichtung (Audiongleichrichtung) und Anodengleichrichtung angewandt. Die am meisten verbreiteten Röhrenvoltmeter sind die Diodenröhrenvoltmeter, gegebenenfalls mit nachfolgender Gleichstromverstärkung. Bei allen Röhrenvoltmetern ist ein Kurvenformeinfluß vorhanden. Effektivwertmessung ergibt sich nur bei quadratischer Kennlinie. Die obere Frequenzgrenze ist vor allem durch Laufzeitfehler bedingt.

9. Abgestimmte Röhrenvoltmeter: Sie unterscheiden sich von den aperiodischen Röhrenvoltmetern dadurch, daß die zu messende Spannung zunächst in einem abgestimmten Geradeaus- oder Überlagerungsverstärker verstärkt wird. Da man mit Regelröhren den Grad der Verstärkung in weiten Grenzen regeln kann, lassen sich sehr große Meßbereiche und auch ungefähr logarithmische Eichskalen erzielen. Eine untere Grenze für die meßbaren Spannungen ist durch das Röhren- und Widerstandsrauschen gegeben und hängt außerdem von der Bandbreite der verwendeten Kreise ab. Zur Bedienungserleichterung wird neuerdings die selbsttätige Scharfabstimmung ausgenutzt. Die

abgestimmten Röhrenvoltmeter sind im Hochfrequenzbereich die derzeit empfindlichsten Geräte (Meßmöglichkeit bis zu 1 μV herunter). Der Meßbereich kann durch Selbstregelung der Verstärkung und durch Spannungsteilung über acht Zehnerpotenzen ausgedehnt werden.

10. Kathodenstrahlröhren: Die Kathodenstrahlröhren werden mit Glühkathode und auch mit kalter Kathode zur Spannungsmessung und zur Kurvenformbestimmung benutzt. Für niedere Spannungen verwendet man Röhren mit Glühkathode. Die Röhren mit kalter Kathode benötigen viel höhere Betriebsspannungen (in der Größenordnung von 10^5 V), daher können auch nur größere Ablenkspannungen merkliche Ausschläge verursachen.

Wird die Kathodenstrahlröhre ohne Zeitablenkung benutzt, so gibt das eine Spitzenspannungsmessung. Verwendet man eine passende Zeitablenkung, so ergibt sich ein Bild des zeitlichen Verlaufes der Wechselspannung. Dieses Bild kann z. B. photographiert oder nachgezeichnet und anschließend ausgewertet werden. Hiermit lassen sich auch bei einem von der Sinusform völlig abweichenden Verlauf wirksame Werte bestimmen.

11. Wechselstromkompensatoren: Sie werden nur für Frequenzen von 10 Hz bis 1000 Hz benutzt. Ähnlich wie beim Gleichstromkompensator wird die zu messende Spannung mit einer nach Betrag und Phase bekannten Spannung verglichen. Der eigentliche Zweck der – dann genauer „komplexe" Kompensatoren genannten – Wechselstromkompensatoren ist weniger die Eichung von Wechselspannungsmeßgeräten als vielmehr der Vergleich der Wirk- und der Blindkomponenten zweier Wechselspannungen z. B. für die Prüfung von Meßwandlern. Die zu vergleichenden Spannungen müssen in Frequenz und Kurvenform übereinstimmen. Die grundsätzliche Schaltung des Wechselstromkompensators zeigt Bild 3. Die Hilfsspannung $\mathfrak{U}_H$ erzeugt am Vergleichswiderstand R_k eine in ihrem Wert veränderbare Vergleichsspannung $\mathfrak{U}_N$. Die Phase von $\mathfrak{U}_N$ kann durch in der Schaltung nicht gezeichnete „Phasenschieber" eingestellt werden. Die zu messende Spannung $\mathfrak{U}_x$

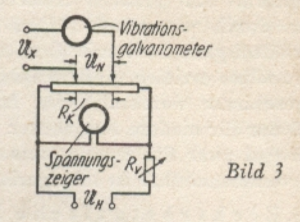
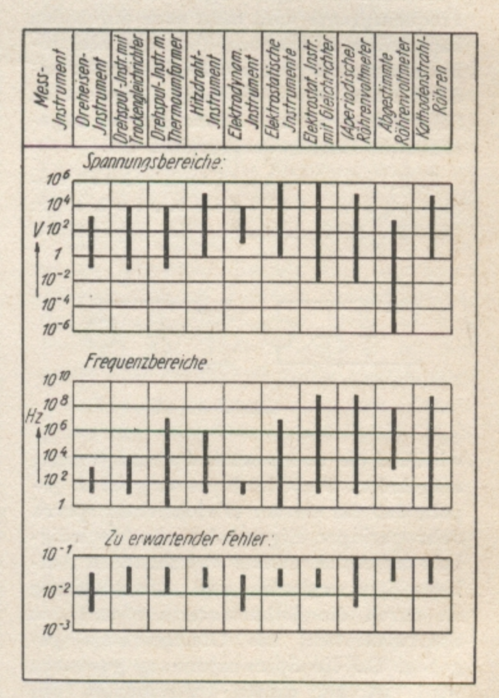


Bild 3

wird über ein Nullinstrument (Vibrationsgalvanometer) an den gleichen Widerstand R_k gelegt. Der Abgleich $\mathfrak{U}_x = \mathfrak{U}_N$ erfolgt durch Einstellen von R_V. Da Wechsel-



stromkompensatoren sonst nur selten gebraucht werden, ist auf eine Behandlung dieser Instrumente in der Zusammenstellung verzichtet.

Umrechnung von Wechselstromwiderständen

Aufteilung in Wirk- und Blindzweige

Ein Wechselstromwiderstand ist im allgemeinen weder ein reiner Wirkwiderstand noch ein reiner Blindwiderstand. Einen solchen Wechselstromwiderstand kann man in einen Wirk- und einen Blindanteil zerlegen. Dafür gibt es zwei Möglichkeiten:

Man kann den Stromzweig (Bild 1) gemäß einer Stromaufteilung als Nebeneinanderschaltung eines Wirk- und eines Blindzweiges (Bild 2) oder gemäß einer Spannungsaufteilung als Hintereinanderschaltung eines Wirk- und eines Blindzweiges auffassen (Bild 3).

Bild 1

Bei der Strom- und Spannungsaufteilung ergibt sich im Vektorbild ein Strom- und ein Spannungsdreieck. Beide Dreiecke sind rechtwinklig und, da sie auch in dem Winkel $90^0 - \varphi$ übereinstimmen, (spiegelbildlich) ähnlich.

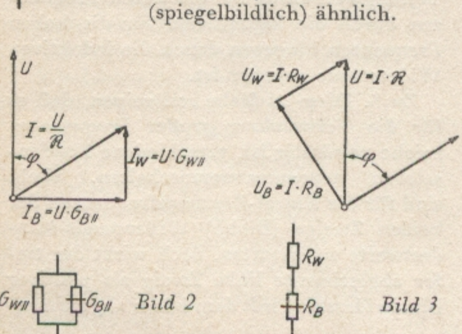


Bild 2 Bild 3

Die rechnerischen Beziehungen

Aus dem Stromdreieck kann man die Spannung und aus dem Spannungsdreieck den Strom herauskürzen, wobei das Leitwert- und das Widerstandsdreieck übrig

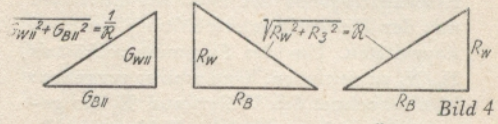


Bild 4

bleiben (Bild 4). Auf Grund der Ähnlichkeit dieser Dreiecke können wir folgende Verhältnisgleichungen aufstellen:

$$\frac{G_{W\,II}}{\sqrt{G_{W\,II}^2 + G_{B\,II}^2}} = \frac{R_W}{\sqrt{R_W^2 + R_B^2}} \quad \text{und}$$

$$\frac{G_{B\,II}^2}{\sqrt{G_{W\,II}^2 + G_{B\,II}^2}} = \frac{R_B}{\sqrt{R_W^2 + R_B^2}}.$$

Darin ist:

$$\sqrt{R_W^2 + R_B^2} = \frac{1}{\sqrt{G_{W\,II}^2 + G_{B\,II}^2}}.$$

Die Formeln

Aus den drei angeschriebenen Gleichungen folgt unmittelbar:

$$G_{W\,II} = \frac{R_W}{R_W^2 + R_B^2},$$

$$G_{B\,II} = \frac{R_B}{R_W^2 + R_B^2},$$

$$R_W = \frac{G_{W\,II}}{G_{W\,II}^2 + G_{B\,II}^2},$$

$$R_B = \frac{G_{B\,II}}{G_{W\,II}^2 + G_{B\,II}^2}.$$

F. Bergtold.

Aufgaben-Auslese

Es folgen zunächst die Lösungen der Aufgaben von Heft 1. Daran anschließend werden neue Aufgaben gestellt.

Zu 1. Die bei niederer Frequenz gemessene Kondensatorkapazität ist so ziemlich gleichbedeutend mit der in der Kondensator-Ersatzschaltung geltenden Kapazität. Der zugehörige kapazitive Widerstand bestimmt sich zu:

$$R_c = \frac{1\,000\,000}{2\pi f C},$$

worin R_c in Ω erhalten wird, wenn f in Hz und C in μF eingesetzt werden. Mit den gegebenen Zahlenwerten gewinnt man

$$R_c = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 0{,}2} = \frac{1}{1{,}15} = 0{,}8\ \Omega.$$

Denselben Wert weist der induktive Widerstand der Induktivität der Ersatzschaltung für 1 MHz auf:

$$R_L = 0{,}8 = 2\pi f L,$$

worin zu R_L in Ω z. B. die Frequenz in MHz und die Induktivität in μH gehören. Das gibt:

$$L = \frac{0{,}8}{2\pi \cdot 1} = 0{,}127\ \mu\text{H}.$$

Zu 2. Die in Bild 1 gezeigte Ersatzschaltung läßt folgendes erwarten: Für $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ ergibt sich ein Mindestwert bei der Resonanzfrequenz des Zweiges, an dem $\mathfrak{U}_2$ abgenommen wird und ein Höchstwert bei der Resonanzfrequenz der zwei Induktivitäten mit der Hintereinanderschaltung der zwei Kapazitäten. Um das Spannungsverhältnis $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ zu gewinnen, kann man so vorgehen: Man berechnet den Widerstand $\mathfrak{R}_1$ der gesamten Anordnung und den Widerstand $\mathfrak{R}_2$ des Teiles, an dem $\mathfrak{U}_2$ abgenommen wird.

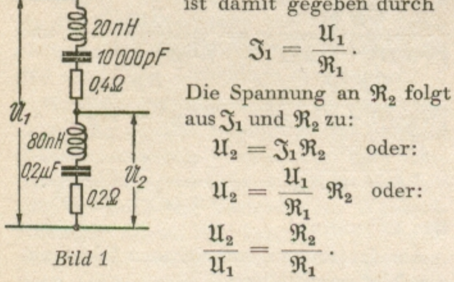


Bild 1

Der Spannungsteilerstrom ist damit gegeben durch

$$\mathfrak{J}_1 = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{R}_1}.$$

Die Spannung an $\mathfrak{R}_2$ folgt aus $\mathfrak{J}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ zu:

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{J}_1 \mathfrak{R}_2 \quad \text{oder:}$$

$$\mathfrak{U}_2 = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{R}_1}\, \mathfrak{R}_2 \quad \text{oder:}$$

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1}.$$

Um die Widerstände $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ zu berechnen, legen wir eine Zahlentafel mit neben- oder untereinander liegenden Spalten für folgende Größen an:

1. Frequenz.
2. Induktiver Widerstand der 20 + 80 nH.
3. Kapazitiver Widerstand der Reihenschaltung beider Kapazitäten.
4. Gesamtblindwiderstand (Differenz von 2 und 3).
5. Gesamtblindwiderstand².
6. Summe aus Gesamtblindwiderstand² und $(0{,}2\Omega + 0{,}4\ \Omega)^2$.
7. Wurzel aus dieser Summe $= \mathfrak{R}_1$.
8. Induktiver Widerstand der 80 nH.
9. Kapazitiver Widerstand der 0,2 μF.
10. Gesamtblindwiderstand zu 8 und 9.
11. Gesamtblindwiderstand² (von 10).
12. Summe aus Gesamtblindwiderstand² (von 10) und $(0{,}2\ \Omega)^2$.
13. Wurzel aus dieser Summe $= \mathfrak{R}_2$.
14. Verhältnis $\mathfrak{R}_2 : \mathfrak{R}_1 = \mathfrak{U}_2 : \mathfrak{U}_1$.

Hinreichend weit ab von den oben genannten Resonanzfrequenzen darf man jeweils den Gesamtblindwiderstand gleich dem Widerstand $\mathfrak{R}_1$ bezw. $\mathfrak{R}_2$ setzen, wobei man das Ausfüllen der Spalten 4, 5 und 6, bezw. 10, 11 und 12 ersparen kann.

Die in Bild 2 aufgetragene Kennlinie veranschaulicht, welche Frequenzen man zu Grunde legen muß, um hinreichend aber nicht übermäßig viele Punkte zu erhalten. Die Kennlinie zeigt weiter, daß das Teilungsverhältnis für die tiefen Frequenzen durch die kapazitiven, für die hohen Frequenzen hingegen durch die induktiven Widerstände gegeben ist.

Zu 3. Diese Aufgabe soll zeigen, daß es für die Verwendung großer Frequenzbereiche ungünstig ist, verschiedene Kondensatoren nebeneinanderzuschalten. Wohl sind für die Einzel-Resonanzfrequenzen der beiden Zweige (Bild 3) Widerstands-Mindestwerte zu erwarten, doch wirkt der tiefer abgestimmte linke Zweig als positiver Blindwiderstand mit dem höher abgestimm-

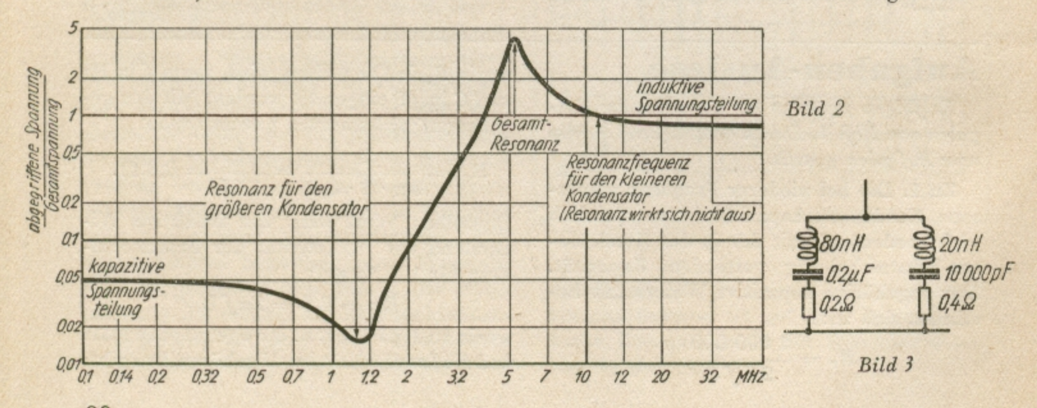


Bild 2

Bild 3

ten rechten Zweig als negativer Blindwiderstand für eine Frequenz, die zwischen den Einzel-Resonanzen liegt, wie ein Sperrkreis zusammen. Das bedeutet in der Umgebung dieser Frequenz beachtliche Widerstandswerte. Die Berechnung des Gesamtwiderstandes kann mit einer Zahlentafel geschehen, die folgende Spalten aufweist:

1. Frequenz.
2. Kapazitiver Widerstand der 0,2 μF.
3. Induktiver Widerstand der 80 nH.
4. Gesamtblindwiderstand zu 2 und 3.
5. Gesamtblindwiderstand².
6. Gesamtblindwiderstand² + (0,2 Ω)² = Wechselstromwiderstand².
7. Wirkleitwert = $= \dfrac{0{,}2\ \Omega}{\text{Wechselstromwiderstand}^2}$.
8. Blindleitwert = $= \dfrac{\text{Gesamtblindwiderstand}}{\text{Wechselstromwiderstand}^2}$.
9. Kapazitiver Widerstand der 10 000 pF.
10. Induktiver Widerstand der 20 nH.
11. Gesamtblindwiderstand zu 10 und 11.
12. Gesamtblindwiderstand².
13. Gesamtblindwiderstand² + (0,4 Ω)² = Wechselstromwiderstand².
14. Wirkleitwert = $= \dfrac{0{,}4\ \Omega}{\text{Wechselstromwiderstand}^2}$.
15. Blindleitwert = $= \dfrac{\text{Gesamtblindwiderstand}}{\text{Wechselstromwiderstand}^2}$.
16. Summe der beiden Wirkleitwerte.
17. Summe der beiden Blindleitwerte.
18. Quadrat von 17.
19. Quadrat von 18.
20. Summe dieser Quadrate.
21. Wirkwiderstand = $= \dfrac{\text{Summe der Wirkleitwerte}}{\text{Summe der Quadrate}}$.
22. Blindwiderstand = $= \dfrac{\text{Summe der Blindleitwerte}}{\text{Summe der Quadrate}}$.
23. Wirkwiderstand².
24. Blindwiderstand².
25. Summe der Quadrate.
26. Wurzel aus der Summe der Quadrate = Gesamter Wechselstromwiderstand.

Das sieht nun auch wieder viel schlimmer aus, als es ist. Wo nämlich das Verhältnis zwischen den Werten des Blind- und Wirkanteiles größer als 10 oder kleiner als 0,1 ausfällt, kann – je nachdem – der Blind- oder Wirkanteil (meist letzterer) vernachlässigt werden. Dürfen z. B. beide Wirkwiderstände vernachlässigt werden, so kommt man von Spalte 4 durch Bildung des Kehrwertes unmittelbar zu Spalte 8 und von Spalte 11 in derselben Weise auf Spalte 15 sowie von den Spalten 8 und 15 durch Zusammenzählen und Bilden des Kehrwertes der algebraischen Summe auf Spalte 26.

Das Ergebnis der ganzen Rechnung ist in Bild 4 niedergelegt. In diesem Bild findet sich zu einem Vergleich auch noch die Kennlinie des kapazitiven Widerstandes einer Kapazität von 0,2 μF + 10 000 pF; Die Umrechnung von Leitwerten auf Widerstandswerte und umgekehrt ist auf S. 29 erläutert.

Zu 4. Aus den Angaben über die Gleichspannungen und den Gleichstrom entnehmen wir sofort, daß ein Widerstand von 50 V : 5 mA = 10 kΩ zu verwenden ist. Zur überschlägigen Ermittlung der Kapazität des Kondensators wollen wir den Wert des Wirk-

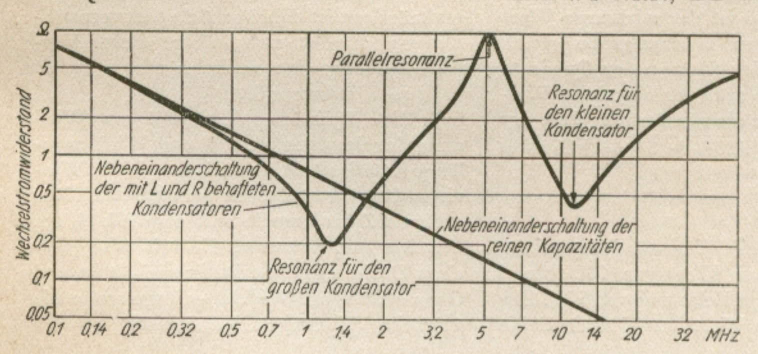


Bild 4

widerstandes von 10 kΩ als Wert des Gesamtwiderstandes ansehen und nur die 40 V mit den 50 Hz beachten.

Der kapazitive Widerstand muß demgemäß bei 50 Hz $\frac{1}{40}$ von 10 000 Ω = 250 Ω betragen.

Weiß man, daß 1 μF bei 50 Hz 3200 Ω kapazitiven Blindwiderstand hat, so erhält man die Kapazität in μF einfach so:

$$\frac{3200}{250} = \frac{3200 \cdot 4}{1000} = 3{,}2 \cdot 4 = 12{,}8\ \mu F.$$

Als handelsübliche Kapazität wird man wohl 16 μF wählen.

Da aber eine knappe Bemessung der Kapazität gewünscht wird, wollen wir die Sache noch etwas nachprüfen. Waren unsere Vereinfachungen voll berechtigt? Ein Kondensator mit einer Kapazität von 12,8 μF setzt einem Wechselstrom mit 50 Hz einen Widerstand von nur $\frac{1\,000\,000}{2\,\pi\,50 \cdot 12{,}8}$ = rund 250 Ω entgegen. Der Gesamtwiderstand einer Hintereinanderschaltung aus 10 000 Ω Wirkwiderstand und 250 Ω kapazitivem Widerstand beträgt tatsächlich nicht nennenswert mehr als 10 000 Ω und zu der Spannung von 10 V 100 Hz gehört an derselben Kapazität nur ein Achtel des Teilspannungswertes der Spannung von 40 V 50 Hz. Daß diese Spannung wirklich vernachlässigt werden darf, wird durch die Beantwortung der Frage 5 noch besonders klargestellt.

Zu 5. Die wirksamen Werte (Effektivwerte) sind die Wurzeln aus den Mittelwerten der ins Quadrat erhobenen Augenblickswerte. Demgemäß ist der wirksame Wert einer mehrwelligen Wechselgröße gleich der Wurzel aus der Summe der Quadrate der wirksamen Werte der einzelnen Wellen. Das gibt hier als wirksamen Wert der Gesamtspannung $\sqrt{10^2 + 8^2} = \sqrt{164} =$ 12,8 V.

Neue Aufgaben:

1. Es sind zwei Widerstände gegeben. Der eine hat einen Wert von 100 Ω und eine höchstzulässige Belastung von 3 W. Der andere hat einen Wert von 300 Ω. Seine Ausmaße sind nach allen Richtungen dreimal so groß wie die des ersten. Der Aufbau und die Werkstoffe sind die gleichen. Welche Belastung hält dieser Widerstand aus?

2. Eine Röhre hat bei 200 V Anodengleichspannung und einer bestimmten Gittervorspannung einen Anodenruhestrom von 5 mA und einen Innenwiderstand von 200 kΩ. In einem Meßgerät soll diese Röhre anodenseitig durch eine Widerstandschaltung ersetzt werden. In der Schaltung dürfen außer den Widerständen auch Kondensatoren und Spulen benutzt werden. Die Schaltung ist mit den zugehörigen Werten festzulegen.

3. In der Lösung zu Aufgabe 3 wurde gezeigt, daß es ungünstig ist, verschiedene Kondensatoren nebeneinander zu schalten, wenn die Wirkung der Kapazitäten sich auch auf hohe Frequenzen erstrecken soll. Ist es günstig oder ungünstig, gleiche Kondensatoren nebeneinander zu schalten? Was muß bei einer solchen Nebeneinanderschaltung auf alle Fälle beachtet werden?

4. Der Eisenkern einer Niederfrequenz-Drosselspule hat einen Luftspalt mit 1 mm Feldlinienlänge und eine Wicklung mit 1000 Windungen. Es soll eine zweite Drosselspule mit der gleichen Induktivität hergestellt werden. Der dazu verfügbare Eisenkern hat die gleichen Abmessungen wie der der vorhandenen Drossel. Er besteht auch aus dem gleichen Eisen. Nur hat er statt einem Luftspalt von 1 mm einen solchen von 1,5 mm. Welche Windungszahl muß die Wicklung der neuen Spule erhalten? Platz genug für eine höhere Windungszahl ist vorhanden. Die Streuung an den Luftspalträndern ist dabei zunächst zu vernachlässigen. Ergibt sich infolge dieser Vernachlässigung eine zu hohe oder eine zu geringe Windungszahl?

5. Eine Zylinderspule mit 4 cm Windungsdurchmesser und 4 cm Wicklungslänge hat eine bestimmte Induktivität. Wievielmal so groß ist die Induktivität einer anderen Zylinderspule mit ebenfalls 4 cm Windungsdurchmesser, die mit dem gleichen Draht wie die erste gewickelt ist und 6 cm statt 4 cm Wicklungslänge sowie die 1,5fache Windungszahl aufweist?

KAPA-Hochfrequenzkabel

für alle Zwecke der Hochfrequenztechnik

Für Sende-, Empfangs- und Peilzwecke des Schiffs- und Luftverkehrs

Hochfrequenz-Sendekabel für ober-, unterirdische sowie Unterwasserverlegung bis zu 100 kW Leistung

Abgeschirmte Kabel und Zubehörteile für störungsarme Einzelanlagen, Klein- und Gross-Gemeinschafts-Antennen

Fernseh- und Fotozellenkabel

Hochfrequenz-Messleitungen

KABELWERK VACHA A.-G. VACHA (Rhön)



Schalter aller Art, Widerſtände, Spulen und Zubehör, Morſetaſten, Summer und viele andere Bauteile

ALFRED LINDNER

MACHERN 35 (Bezirk Leipzig)

Werkstätten für Feinmechanik

Das Werkbuch des Funkpraktikers

PRAKTISCHE FUNKTECHNIK

Lehr- und Handbuch für den Entwurf und Aufbau neuzeitlicher Empfangsanlagen

Von HANS WIESEMANN

376 Seiten Lexikonformat mit 350 Bildern
In Leinen gebunden RM 21.—

Zu beziehen durch Ihre Buchhandlung

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Theodor Ballenberger, Stuttgart-Degerloch. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany. Copyright 1941 by Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co. Stuttgart. Druck: Chr. Belser, Stuttgart